ブロードバンドパケット無線アクセス 1Gbit/sパケット信号伝送実験特集

実験装置と技術概要

最大1Gbit/s以上のスループットを実現する MIMO 多重 伝送を用いたブロードバンドパケット無線アクセス実験装 置を試作した.実験装置では,最大4送受信アンテナブラ ンチを用いた MIMO 多重伝送により,100MHz の信号帯域 幅で,最大1Gbit/sのスループットを実現している(周波数 利用効率は10bit/s/Hz).また,受信側で処理量削減型の最 尤検出法(QRM-MLD)を用いることにより,低い電波強 度環境においても高精度な信号分離を実現している.

^{ひぐち けんいち}	^{まえだ のりゆき}
樋口 健一	前田 規行
^{かわい ひろゆき}	さわはしませる
川合 裕之	佐和橋 衛

1. まえがき

次世代の移動通信方式として, IP (Internet Protocol) ベ ースのコアネットワークとの親和性が優れた低遅延の無線 アクセスネットワーク(RAN: Radio Access Network)が望 ましいと考えられている.さらに,RANを用いるデータサ ービス需要の急激な増大に対して、より低コストで超高速 レートサービスを提供するためには、さらなるブロードバ ンド化が必要である、多数の遅延波(マルチパス)が存在 するブロードバンドチャネルにおいては, 直交周波数分割 多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ベースの無線アクセスが有望な候補として,技術検討がさ かんに行われている[1]~[4]. OFDMベースの無線アクセス はブロードバンド信号を低速シンボルレートの多数のサブ キャリア信号に分割して,周波数領域で並列信号伝送する ことにより、マルチパスに起因する周波数選択性フェージ ングによる信号歪みを低減することができる。筆者らは、 直交周波数符号分割多重(OFCDM: Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing) や Spread OFDM 無線アクセ スにおいて、可変拡散率(VSF: Variable Spreading Factor) の原理を提案し、同一のRANを用いつつ、さまざまな無線 環境を柔軟にサポートすることを提案した[4].

一方,次世代のRANでは基地局~移動局間の距離が短い 限定されたエリアにトラフィックが集中するホットスポッ ト環境や屋内オフィス環境においては,100Mbit/sよりも

• New Technology Reports •

はるかに高いデータレートが必要であると予想される.無 線区間のデータレートを増大(周波数利用効率を向上)す る技術として,複数の送信/受信アンテナを使用して物理 チャネルを空間的に多重するマルチアンテナ信号伝送法 (MIMO: Multiple Input Multiple Output)を用いた信号伝 送方式が提案されている[5][6].そこで,最大1Gbit/s以上 のスループットを実現するMIMO多重伝送を用いたブロー ドバンドパケット無線アクセス実験装置を試作した.試作 装置では、4送受信アンテナブランチのMIMO多重を適用 することにより、100MHzの信号帯域幅を用いて、1Gbit/s 以上のスループットを実現する(周波数利用効率 10bit/s/Hz).

本稿では, 試作した1Gbit/sパケット信号伝送実験で用 いた無線アクセス方式, 試作した実験装置の技術的特長, およびキーとなる信号分離技術について報告する.

2. ブロードバンドパケット無線アクセス

2.1 下りリンク無線アクセス

次世代移動通信方式の要求条件の中で,データレートと して高速移動環境においては最大100Mbit/s以上,低速移 動環境においては最大1Gbit/s以上という目標値がITU-R のフレームワーク勧告で規定されている[7].したがって, 筆者らは本勧告に基づいて,広カバレッジエリア,高速移 動をサポートするセルラー環境における最大情報レートを 100Mbit/s以上,セル半径の非常に小さなセル,ホットス ポット,屋内環境などのローカルエリアにおける最大情報 レートとして1Gbit/sの目標値を設定した.さらに,前述の セルラー環境およびローカルエリア環境を同一の無線イン タフェース,無線アクセス方式でサポートすることを提案 した.下りリンクでは,100MHz程度の帯域幅を想定し, この周波数帯域幅で,それぞれの無線環境における目標値 を実現することを考える。このような超広帯域(ブロード バンド)信号伝送においては、マルチパス干渉(MPI: Multi-Path Interference)の影響を低減することが最も大き な技術課題である。MPIの影響を低減するためには、ブロ ードバンド信号を低速シンボルレートの非常に多数のサブ キャリア信号に分割して並列伝送するマルチキャリア伝送 が非常に有効である。図1に筆者らの提案したVSF-Spread OFDM 方式の原理を示す。マルチセル構成のセルラー環境 では、システム容量の大容量化のために1セル周波数繰返 しが必須である.1セル周波数繰返しを実現するためには 所要の受信希望波信号電力対干渉および雑音電力比 (SINR: Signal-to-Interference plus Noise power Ratio) を 満たすように周辺セルからの干渉を抑圧する必要があり、 チャネル符号化を含む拡散を用いる.一方,ローカルエリ アのように周辺セルからの干渉の影響が比較的小さい環境 では、拡散率を1に設定(すなわち拡散なし)し、符号化 率を大きくすることにより、高速な情報レートを実現する. また、直交周波数分割多元接続(OFDMA:Orthogonal Frequency Division Multiple Access) では周波数領域の信号 の分解能が高くなるため、全信号帯域を複数の周波数ブロ ックに分割し、各ユーザのチャネル変動を考慮して受信 SINRが最も大きくなるユーザに各周波数ブロックの送信割 当てを行う周波数スケジューリングを行う、これにより、 通信ユーザ間のマルチユーザダイバーシティ効果を得るこ とができる.

2.2 上りリンク無線アクセス

下りリンクと異なり上りリンクでは,移動端末の送信電 力および全体の消費電力の制約を考慮する必要がある.シ ングルキャリア伝送方式は,OFDMAのようなマルチキャ リアアクセスと比較してピーク電力対平均電力比(PAPR:



図1 VSF-Spread OFDMの原理

• New Technology Reports •

Peak-to-Average Power Ratio)を小さくできる.したがっ て、同じ最大送信電力の電力増幅器を仮定した場合には、 送信バックオフを低くできるため、カバレッジエリアを広 くすることができる.そこで、上りリンクの無線アクセス 方式としては、チャネル符号化を含む拡散を用いるシング ルキャリアベースの無線アクセスを用いた.1セル周波数 繰返しを実現するため、ターボ符号化を拡散の一部に適用 している.シングルキャリアベースの無線アクセスでは、 マルチキャリアに比較してPAPRを低くできるメリットが ある反面、パケット伝送では実効的な拡散率が1であるた め、MPIの影響によりSINRが非常に低くなる.したがっ て、MIMO多重伝送において、大きな干渉電力により高精 度な信号分離が実現できない.そこで、信号分離の前に、 MPIを低減するマルチパス干渉キャンセラ (MPIC: Multi-Path Interference Canceller)が必要になる.

3. 実験装置の概要

3.1 無線フレーム構成

試作した MIMO 実験装置は、パケットアクセスを対象と しており、パケット信号伝送に適した、適応変復調・チャ ネル符号化(AMC: Adaptive Modulation and channel Coding)やハイブリッド自動再送要求(ARQ: Automatic Repeat reQuest)を採用した。そこで、これらのキー技術の 短い制御遅延を実現するために RTT(Round Trip Time)を パケットの送信単位である TTI(Transmission Time Interval)と同じ0.5msとした。

MIMO 多重伝送では、各送信アンテナブランチから同じ 無線リソースを用いて送信された異なる情報データ系列を 受信機で分離する必要がある.この場合,各送信アンテナ ブランチおよび各受信アンテナブランチ間のチャネル変動 の違いを利用し、混在して受信された信号を分離する.し たがって,高精度な信号分離を実現するためには,各送受 信アンテナブランチ間のチャネル変動を高精度に推定する 必要がある、そこで、下りリンクでは、図2に示すように、 連続するTDM (Time Division Multiplexing) 型パイロット シンボル配置を採用した。0.5msの短いTTIを用いるためこ のTTI内のチャネル変動は、高速移動時を除いては小さい. 一方, 周波数選択性フェージングチャネルでは, 周波数方 向のチャネル変動は大きい.したがって、時間方向により 多くのパイロットを配置するFDM (Frequency Division Multiplexing)よりも周波数方向に多くのパイロットシンボ ルを配置するTDM, CDM (Code Division Multiplexing)の 方が高精度なチャネル推定を実現できる. さらに, CDM型 構成では、コード多重されたデータシンボルからのコード



図2 フレーム構成

間干渉が生じるため,特にMIMO多重時は,TDM型に比較して若干チャネル推定精度が劣化する.そこで,本実験では,TDM型のパイロットチャネル構成を用いた.

一方、上りリンクではデータチャネルに対してコード多 重されたCDM型パイロットチャネル構成を用いた。CDM 型は、TDM型と比較してデータチャネルからのMPIが大 きくなるものの、1TTI区間にわたりパイロット信号を同相 加算積分できるため、拡散処理利得により受信 SINRを改 善できるというメリットがある(TDM構成では、パイロッ ト区間が短いため、平均化区間を大きく取れない). さら に、CDM型は、データチャネルのデータレートに応じて、 パイロットの電力を柔軟に変更可能であり、データレート に応じた効率的なパイロット電力割当てが容易に実現でき る.一方,TDM型では、パイロットシンボル区間が一定で かつ、データレートに応じてパイロットシンボルの電力を 変える場合、ピーク電力が増大する。ただし、CDM型構成 は、後述するようにMIMO多重の信号分離前にMPICを用 いる場合には、TDM型と異なりデータシンボルの復号判定 誤りの影響が生じる.

3.2 ブロードバンドパケット

無線アクセス実験装置の技術的特長

試作したMIMO多重伝送を用いるブロードバンドパケット無線アクセス実験装置の技術的特長を以下に示す.

(1) 最尤検出(MLD: Maximum Likelihood Detection) ベースの信号分離法の適用

MIMO 多重伝送の信号分離法としては、表1に示すよ

うに、空間および時間領域の2次元の平均2乗誤差最小 (MMSE: Minimum Mean Squared Error) 規範に基づく 線形フィルタ法、他送信信号レプリカを生成してシリア ル干渉キャンセラにより受信SINRの大きな送信信号か ら順次復号していく V-BLAST (Vertical Bell laboratories LAyered Space-Time)法[8], MLD法[9]に分類できる. MMSE法, V-BLAST法は演算処理量が小さくできるも のの、本特集「実験装置の構成および特性」で述べるよ うに同じ受信品質を満たすための所要SINRがMLDに比 較して非常に大きく、特に直交振幅変調(QAM: Quadrature Amplitude Modulation)の16QAMなどの多値 変調を用いることのできる領域(エリア)が非常に限定 されてしまう、そこで筆者らは、MLDベースの信号分離 法を採用した. MLD法の動作原理を図3に示す. 説明を 簡単にするため、2送受信アンテナブランチで4相位相変 調(QPSK:Quadrature Phase Shift Keying)を仮定する. MLD法では、まずパイロットチャネルで各送受信アンテ

ナブランチ間のチャネル変動を推定する. このチャネル 変動の推定値(以下、チャネル推定値)を用いて、各送 信信号のデータ変調のコンスタレーションを作成し、す べての送信信号が合成されたシンボルレプリカ候補を作 成する 図3に示すようにQPSK変調では、各送信信号 に対して、4つの信号点の可能性があり、さらに2送信信 号が合成されるため、全体として $4^2 = 16$ の信号点が考え られる、この16個の受信シンボルレプリカ候補と実際に 受信した信号点間の距離(2乗ユークリッド距離)を比 較して、2乗ユークリッド距離の最も小さな送信シンボ ルの組合せから各送信信号のデータ変調を求める、した がって、MLD法では、データ変調の変調多値数および送 信アンテナブランチ数の増大に従って、2乗ユークリッ ド距離を計算すべきシンボルレプリカ候補の数が飛躍的 に増大し、この膨大な演算処理量が実現性のボトルネッ クになっていた(例として、4送信アンテナで16QAMデ ータ変調を仮定すると、受信機では、16⁴=65.536個の送

21 信与万融広の比較		
	特徴	演算処理量
MLD	・良好な信号分離(同じ周波数、スロット、コードのチャネルの分離)特性 →所要受信E _b /N ₀ (1ビット当りの信号エネルギー対雑音電力密度比)の低減 →高スループットの実現	非常に大
V-BLAST	・他送信信号レプリカを生成し、シリアル干渉キャンセラにより順次復号 ・信号分離特性は、MLD法に比較して劣化	中
MMSE	・MMSE 規範に基づく線形フィルタ法 ・信号分離特性は、MLD 法や V-BLAST 法に比較して劣化	小





図3 MLD法の原理

• New Technology Reports •

信シンボルレプリカ候補を生成し、各シンボルレプリカ と受信信号との2乗ユークリッド距離をすべて計算しな ければならない).これに対しては、従来のMLD法の膨 大な演算処理量を低減したQRM-MLD (complexityreduced Maximum Likelihood Detection with QR decomposition and M-algorithm) 法[10]が提案されている. さら に、QRM-MLD法をベースに、信頼度情報に基づく適応 生き残りシンボルレプリカ選択法[11]を提案し、従来の 演算処理量を削減しないMLD(以下, Full MLD法)と ほぼ同等のパケット誤り率、スループット特性を実現で きる一方、演算処理量(信号分離に必要な乗算・加算・ 比較演算処理をすべて考慮)をFull MLD法の約1/1200. オリジナルのQRM-MLD法の約1/4に低減できることを 示した.本実験装置では,信頼度情報に基づく適応生き 残りシンボルレプリカ選択法を適用した QRM-MLD 信 号分離法を用いて、1Gbit/s(周波数利用効率10bit/s/Hz) のリアルタイム伝送を実現可能とした.

 (2) 2次元重み付き平均化(MSCA: Multi-Slot and sub-Carrier Averaging) チャネル推定フィルタの適用

MIMO 多重/ダイバーシティの特性は,各送受信アン テナブランチ間のチャネル推定精度に大きく依存する. そこで,本実験装置では,時間多重直交パイロットチャ ネルを用いたマルチスロット・サブキャリアの2次元重 み付き平均化を行う MSCAチャネル推定フィルタを適用 した[12]. MSCAチャネル推定フィルタでは,時間領域 における複数 TTI,および周波数領域における隣接する 複数のサブキャリアの多くのパイロットシンボルを用い

● 16QAM, 生き残りシンボルレプリカ候補が4個の場合の例

てチャネル推定を行うことにより、雑音の影響が小さい 高精度なチャネル推定を実現できる.しかしながら、チ ャネル変動が大きくフェージング相関の小さなTTIやサ ブキャリアのパイロットシンボルを用いるとかえってチ ャネル推定精度の劣化を招くため、フェージング相関を 考慮した重み係数を用いて重み付き合成を行っている.

広帯域符号分割多元接続方式(W-CDMA:Wideband Code Division Multiple Access)では、ターボ符号が用い られており、大きな符号化利得を得るためには、軟判定 復号が必須である。軟判定復号を行うためには、ビット "1"および"-1"に対する事後確率(A Posteriori Probability)の対数尤度比(LLR:Log Likelihood Ratio) が必要である。一方、QRM-MLD法では、演算処理量の 低減を図るため、2乗ユークリッド距離を計算すべき生 き残りシンボルレプリカ候補の削減を順次行っている。 したがって、図4に示すように、最終ステージにおける 生き残りシンボルレプリカ候補の中に、情報ビット"1" あるいは"-1"が1つも存在しない場合が生じる。そこ で、本実験装置では、文献[13]で提案した、このような 場合における軟判定復号を行うために必要なLLRを推定 する方法を適用した。

(4) MIMO 多重に適した AMC

本実験装置では、図5に示すように、送信アンテナブ ランチごとの瞬時受信 SINR 測定結果に基づいて、デー タ変調方式およびチャネル符号化率の組合せ(MCS: Modulation and channel Coding Scheme)を送信アンテナ



図4 存在しないビットに対する尤度算出の必要性



図5 MIMO多重に適したAMCおよびハイブリッドARQの制御

ブランチごとに独立に制御する方法を適用し,0.5msの TTIごとに高速に最適なMCSの切替えを実現した.

(5) MIMO 多重に適したハイブリッド ARQ

高品質なパケットアクセスを実現するためには,再送 制御は必須である.本実験装置では,送信アンテナブラ ンチごとに独立に,各送信信号のTTIごとにパケット誤 りを検出し,パケット誤り検出結果に基づいて,送信ア ンテナブランチごとの独立再送制御を実現した(図5). 再送制御にはパケット合成型のハイブリッドARQを用 いた.

(6) TCP/IP (Transmission Control Protocol/Internet Protocol) インタフェース

試作した MIMO 多重伝送を用いる無線パケットアクセ ス実験装置の外部アプリケーション端末へのインタフェ ースには, TCP/IPを用いた.

以上の技術的特長を有した最大4送受信アンテナブラ ンチのMIMO多重伝送により,16QAM変調,チャネル 符号化率8/9のターボ符号化を用いて,100MHzの信号 帯域幅で最大スループット1Gbit/sを実現する.

4. 信号分離法

4.1 下りリンク OFDM アクセスにおける 信号分離法

(1) QRM-MLD信号分離法

4送受信アンテナブランチの MIMO 多重伝送について 考える. $\mathbf{X}_{k} = [x_{1,k}, x_{2,k}, x_{3,k}, x_{4,k}]^{T}$ をサブキャリアkにおけ る各アンテナブランチからの送信信号, $\mathbf{Y}_{k} = [y_{1,k}, y_{2,k}, y_{3,k}, y_{$ $y_{4,k}$]^Tをサブキャリアkにおける各受信アンテナブランチ の受信信号とする(ここでは、時間波形の表記は省略す る).送信アンテナブランチ $m(1 \le m \le 4)$ と受信アンテ ナブランチ $n(1 \le n \le 4)$ 間のサブキャリアkにおけるチ ャネル変動を $h_{m,n,k}$ と表記すると、受信信号は次式のよ うに表される.

 $\mathbf{Y}_{k} = \mathbf{H}_{k} \mathbf{X}_{k} + \mathbf{N}_{k}$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{1,k} \\ \mathbf{y}_{2,k} \\ \mathbf{y}_{3,k} \\ \mathbf{y}_{4,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1,1,k} & \mathbf{h}_{2,1,k} & \mathbf{h}_{3,1,k} & \mathbf{h}_{4,1,k} \\ \mathbf{h}_{1,2,k} & \mathbf{h}_{2,2,k} & \mathbf{h}_{3,2,k} & \mathbf{h}_{4,2,k} \\ \mathbf{h}_{1,3,k} & \mathbf{h}_{2,3,k} & \mathbf{h}_{3,3,k} & \mathbf{h}_{4,3,k} \\ \mathbf{h}_{1,4,k} & \mathbf{h}_{2,4,k} & \mathbf{h}_{3,4,k} & \mathbf{h}_{4,4,k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{1,k} \\ \mathbf{x}_{2,k} \\ \mathbf{x}_{3,k} \\ \mathbf{x}_{4,k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{1,k} \\ \mathbf{n}_{2,k} \\ \mathbf{n}_{3,k} \\ \mathbf{n}_{4,k} \end{bmatrix}$$
(1)

式(1)において, **H**_kはサブキャリアkにおける各送受信 アンテナブランチ間のチャネル変動値を要素とする4×4 行列であり(以下,チャネル行列と称する), **N**_k=[$n_{1,k}$, $n_{2,k}$, $n_{3,k}$, $n_{4,k}$]^Tは,サブキャリアkにおける各受信機の雑 音成分である.式(1)に示すように,各アンテナブランチ の受信信号は複数の送信アンテナブランチからの送信信 号が合成された信号であり(同一チャネル干渉状態に相 当),MLDによる信号分離を行うためには,膨大な数の 送信シンボルレプリカ候補を生成する必要がある.

QRM-MLD法では、 $Q_k \varepsilon N_r f \times N_t \mathcal{M}$ ($N_r, N_t \iota$, そ れぞれ受信,送信アンテナブランチ数,本実験装置の場 合ともに最大4)のユニタリ行列として,式(1)のチャネ ル行列の推定値を、 $\hat{H}_k = Q_k \cdot R_k$ のようにQR分解するこ とにより、次式に示すように $N_t f \times N_t \mathcal{M}$ の上三角行列 $R_k \varepsilon$ 得る.



 $\mathbf{R}_{k} = \mathbf{Q}_{k}^{H} \hat{\mathbf{H}}_{k}$

$$= \begin{bmatrix} r_{1,1,k} & r_{1,2,k} & r_{1,3,k} & r_{1,4,k} \\ 0 & r_{2,2,k} & r_{2,3,k} & r_{2,4,k} \\ 0 & 0 & r_{3,3,k} & r_{3,4,k} \\ 0 & 0 & 0 & r_{4,4,k} \end{bmatrix}$$
(2)

そこで、 \mathbf{Q}_{k}^{H} (Hはエルミート転置を示す)をOFDM の各サブキャリアの受信信号 \mathbf{Y}_{k} に乗算することにより、 式(3)に示すように各受信アンテナブランチの信号は上三 角行列で表される \mathbf{R}_{k} と送信信号ベクトル \mathbf{X}_{k} の積で表す ことができる.

$$\mathbf{Z}_{k} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{4,k} \\ \mathbf{z}_{3,k} \\ \mathbf{z}_{2,k} \\ \mathbf{z}_{1,k} \end{bmatrix} = \mathbf{Q}_{k}^{H} \mathbf{Y}_{k} = \mathbf{Q}_{k}^{H} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{1,k} \\ \mathbf{y}_{2,k} \\ \mathbf{y}_{3,k} \\ \mathbf{y}_{4,k} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{k} \mathbf{X}_{k} + \mathbf{W}_{k}$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{1,1,k} & \mathbf{r}_{1,2,k} & \mathbf{r}_{1,3,k} & \mathbf{r}_{1,4,k} \\ 0 & \mathbf{r}_{2,2,k} & \mathbf{r}_{2,3,k} & \mathbf{r}_{2,4,k} \\ 0 & 0 & \mathbf{r}_{3,3,k} & \mathbf{r}_{3,4,k} \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{r}_{4,4,k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{1,k} \\ \mathbf{x}_{2,k} \\ \mathbf{x}_{3,k} \\ \mathbf{x}_{4,k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{1,k} \\ \mathbf{w}_{2,k} \\ \mathbf{w}_{3,k} \\ \mathbf{w}_{4,k} \end{bmatrix}$$

$$(3)$$

ここで、 $\mathbf{W}_{k} = \mathbf{Q}_{k}^{H} \mathbf{N}_{k}$ である.式(3)に示すように、 \mathbf{R}_{k} が上三角行列であるため、 $z_{1,k}$ は、送信信号 $x_{4,k}$ のみで表 わされ、ヌリング(直交化)が実現できている。同様に、 $z_{2,k}$ は、 $x_{3,k} \ge x_{4,k}$ のみ、 $z_{3,k}$ は、 $x_{2,k}$ 、 $x_{3,k}$ 、 $x_{4,k}$ で表されて いる。これは、チャネル行列をユニタリ行列 \mathbf{Q}_{k} と上三角 行列 \mathbf{R}_{k} にQR分解したことによる特徴である。

次に, Mアルゴリズムを用いた生き残りシンボルレプ リカの選択法について説明する。以下、サブキャリア番 号kを省略して表記する. 第1ステージ (m=1) では, まず,送信信号1の全シンボルレプリカ候補 c_x (1 $\leq x \leq C$, Cはシンボルのコンスタレーションの数, QPSK変調で は4,16QAM変調では16)を生成し、z1とcr間の2乗ユ ークリッド距離(信頼度を表すという意味でブランチメ トリックと呼ぶ)を計算する.次に、全シンボルレプリ カ候補について得られたブランチメトリックを比較し, 小さい順に S_1 個 ($S_1 \leq C$)を生き残りシンボルレプリカ 候補c_{m=11},..., c_{1.5}として選択する. 同時に, 各生き残り シンボルレプリカ候補におけるブランチメトリック $E_{m=1,1,...,} E_{1,S_1}$ を保持する.ここで、 z_1 には送信信号2,..., N_tの干渉信号成分が含まれないため,送信信号1のシン ボルレプリカ候補の絞込み(選択)を高精度に実現でき る.

第2ステージでは、 S_1 個の送信信号1に対する生き残 りシンボルレプリカ候補 $c_{1,1}$,..., $c_{1,S}$ と送信信号2に対する 全シンボルレプリカ候補 c_r の全組合せ(S_1C 個)に対し て、 z_2 と、生き残りシンボルレプリカ候補 $c_{1,y}$ (1 $\leq y \leq S_1$) とc_rの組合せ間の2乗ユークリッド距離と第1ステージ における生き残りシンボルレプリカ候補のブランチメト リックを基に、累積ブランチメトリックを更新する、第 1ステージと同様に、累積ブランチメトリックが小さい 順に S_2 個 ($S_2 \leq S_1C$)の送信信号1と送信信号2のシンボ ルレプリカ候補の組合せ $\mathbf{c}_{m=2,1} = [c_{m=2,1,2}, c_{2,1,1}]^T, ...,$ $\mathbf{c}_{2.5} = [c_{2.5,2}, c_{2.5,1}]^T$ を生き残りシンボルレプリカ候補と して,対応する累積ブランチメトリック $E_{2,1}$,..., $E_{2,S}$ とと もに選択する.この処理を最終ステージまで繰り返すこ とにより、最終的には第 N_t ステージにおいて、 $S_{N-1}C$ 個 の全送信信号の生き残りシンボルレプリカ候補の組合せ と,対応する累積ブランチメトリックが出力される.文 献[10]に示されるオリジナルのQRM-MLD法を用いた 場合,各ステージにおける2乗ユークリッド距離の計算 回数は、ステージ1でC回、ステージm(m > 1)では、 $S_{m-1}C$ 回であり、合計 $(1 + \sum_{m=1}^{N_c-1} S_m) C$ 回に2乗ユークリ ッド距離計算のための演算処理量を低減できる.

(2) 信頼度情報に基づく適応生き残りシンボルレプリカ選択法

QRM-MLD法では、従来のMLD法と比較すると、演 算処理量を大幅に低減することができるものの、QRM-MLD法は、各ステージにおける生き残りシンボルレプリ カ候補のすべてに対して2乗ユークリッド距離を計算し なければならないので、演算処理量はMMSE法などに比 較するとまだ大きい、そこで、筆者らは、さらなる処理 量削減を実現する適応生き残りシンボルレプリカ選択法 を提案した、適応生き残りシンボルレプリカ選択法 は、次の2つの処理ステップで構成される。

・ステップ1

ステージmにおいて新たに追加される送信信号mの C個のシンボルレプリカ候補に対して,前ステージ (m-1) での生き残りシンボルレプリカ候補ごとに, 象限検出に基づいて信頼度のランキングを行う.

・ステップ2

ステージmの次ステージへ引き渡される S_m 個の生 き残りシンボルレプリカ候補を繰返し制御により適応 的に選択する.繰返し制御では、前ステージからの S_{m-1} 個の生き残りシンボルレプリカ候補の累積ブラン チメトリックと、本ステージで新たに加わったC個の 生き残りシンボルレプリカ候補のランキング結果を信 頼度情報として、繰返し処理により、最も信頼度の高 い生き残りシンボルレプリカ候補を1つずつ選択する.



図6 適応生き残りシンボルレプリカ選択法の原理

選択されたシンボルレプリカ候補については,受信信 号点との2乗ユークリッド距離に基づくブランチメト リックの計算を行い,このブランチメトリックをステ ージmまでの累積値に加算して,累積ブランチメトリ ックの値を更新する.

すなわち,合計 $S_{m-1}C$ 個のシンボルレプリカに対し て,信頼度が高い順に S_m 個のシンボルレプリカにのみ2 乗ユークリッド距離を計算すればよいのが,適応生き残 りシンボルレプリカ選択法である.適応生き残りシンボ ルレプリカ選択法により,Full MLD法とほぼ同等のスル ープット特性を実現できる一方,演算処理量(信号分離 に必要な乗算・加算・比較演算処理をすべて考慮)を Full MLD法の約1/1200,オリジナルのQRM-MLD法の 約1/4に低減できる.

4.2 上りリンク DS-CDMA アクセスに おける信号分離法

上りリンクでは、ブロードバンド直接拡散符号分割多元 接続(DS-CDMA: Direct Sequence Code Division Multiple Access)無線アクセスを利用しており、高情報ビットレー トを実現するため、データチャネルは拡散率16で15コード 多重している.したがって、実効的な拡散率は15/16~1で あり、拡散利得がないため、MPIを抑圧することができな い.このため、図7に示すように、同一および異なる送信 アンテナブランチからのMPIに起因して受信SINRが非常 に小さくなる.したがって、受信信号を直接、下りリンク で用いたQRM-MLD法を適用しても、MPIに起因して十 分な信号分離を行うことができない.

そこで、本実験装置では、3つのステージのMPICを用い るQRM-MLDを適用した[14].基地局受信機の信号分離部 構成を図8に示す。2次元MMSEフィルタに基づく仮信号 分離結果を用いるMPIC部、およびQRM-MLD法による信 号分離部から構成される.まず、第1ステージのMPIレプ



図7 ブロードバンド DS-CDMA MIMO 多重における MPI の影響

リカ生成部において、パイロットシンボルを用いて推定した各パスの受信タイミングから、1フレーム内の逆拡散後のパイロットシンボルを同相加算平均することにより、送信ブランチpと受信ブランチq間のパスlにおけるパケットフレームnのチャネル推定値 $\hat{\varepsilon}_{p,q,l}^{(1)}$ を求める(上添え字の(1)は第1ステージでの値であることを示す)、2次元MMSE等化部では、推定されたチャネル推定値 $\hat{\varepsilon}_{p,q,l}^{(1)}$ に対して、 $N_{\rm FFT}$ ポイントの高速フーリエ変換(FFT:Fast Fourier Transform)を適用することにより、サブキャリアf($0 \le f < N_{\rm FFT}$)における $N_{\rm r}$ 行× $N_{\rm t}$ 列の周波数領域のチャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}_{f}^{(1)} = [\hat{h}_{q,p,f}^{(1)}]$ を計算する、このチャネル行列から2次元MMSEウエイトで構成される重み行列が次式で得られる.

 $\mathbf{W}_{f}^{(1)} = (\hat{\mathbf{H}}_{f}^{(1)}) \{ \hat{\mathbf{H}}_{f}^{(1)} (\hat{\mathbf{H}}_{f}^{(1)})^{H} + \mathbf{N}_{f} \mathbf{I} \}^{-1}$ $\tag{4}$

式 (4)において、 \mathbf{N}_{f} は残留干渉および雑音成分を表す. N_{FFT} ポイントのFFTで周波数領域に変換した後の受信信 号を $\hat{\mathbf{Y}}_{f} = [y_{q,f}]^{T}$ で表すと、式(4)で求めた $\mathbf{W}_{f}^{(1)}$ を用いて $\hat{\mathbf{X}}_{f}^{(1)} =$





図8 MPICを用いるQRM-MLD信号分離法の構成

 $(\mathbf{W}_{f}^{(1)})^{H}\mathbf{Y}_{f}^{(1)}$ で表される2次元MMSE等化により,等化後の信 号 $\hat{\mathbf{X}}_{f}^{(1)} = [\hat{x}_{h,f}^{(1)}]^{T}$ が得られる. $\hat{\mathbf{X}}_{f}^{(1)} \in N_{\text{FFT}}$ ポイントの逆フーリ エ変換(IFFT:Inverse Fast Fourier Transform)で時間領 域に変換し, 逆拡散した信号を用いて各コードチャネルの 各軟判定データシンボル系列を生成する[15]. この各コー ドチャネルの軟判定データシンボルから受信信号レプリカ を生成し、受信信号から差し引く.このデータチャネルの 受信信号レプリカが理想的に推定できた場合には、差引き 後の信号はパイロットチャネルのみとなる、したがって、 全送信ブランチからの MPI が削減されるために、パイロッ トチャネルを用いたチャネル推定精度を大幅に改善するこ とができる。MPIレプリカ生成部の第2ステージ以降では、 更新されたチャネル推定値を用いて、再度、式(4)から2次 元MMSEの重みが再計算される。このように、周波数領域 処理の2次元MMSE等化と、等化後の仮判定データシンボ ルを用いた各送信アンテナブランチ、各コードチャネルの 受信信号レプリカの生成および受信信号からの減算、チャ ネル推定値の更新のプロセスを複数ステージにわたり繰り 返すことにより、高精度なMPIレプリカが生成される。

3つのステージのMPIレプリカ生成部の出力では,各送 受信アンテナブランチ間の各パスの高精度なチャネル推定 値,および受信アンテナ数×パス数分のMPI除去後の受信 信号が生成される.すなわち,式(1)で示すようにOFDMで は受信ベクトルは受信アンテナブランチ数の次元を有する ものの,DS-CDMAアクセスでは,受信アンテナブラン チ×パス数の次元を有する.同様に,式(1)で示される OFDMアクセスの場合のチャネル行列と異なり,行成分 が,受信アンテナブランチ数×パス数の次元を有し,かつ, 各パスの各送受信アンテナブランチ間のチャネル推定値で 構成されるチャネル行列を求める.OFDMアクセスの場合 と同様にチャネル行列をユニタリ行列のQ 行列と上三角行列のR行列に分解し,受信 信号ベクトルにQ行列のエルミート転置を 乗算することにより,各送信アンテナブラ ンチ間の直交化を実現する.また,受信信 号ベクトルにQ行列のエルミート転置を乗 算する過程で,各パスの信号は同相にRake 合成されたのと同等のパスダイバーシティ 効果を得ることができる.以降のQRM-MLDの処理は,下りリンクのOFDMアク セスの場合と同様である.

5. あとがき

試作した1Gbit/sパケット信号伝送実験 で用いた無線アクセス方式,試作した実験装置と技術概要 およびキーとなる信号分離技術について述べた.主な特徴 は以下のとおりである.

- ・最大4送受信アンテナブランチを用いるMIMO多重伝送 により100MHzの信号帯域幅で最大1Gbit/sのスループ ットを実現(16QAM変調,符号化率8/9のターボ符号)
- ・信頼度情報に基づく適応生き残りシンボルレプリカ選 択法を用いるQRM-MLD信号分離法
- ・各送信アンテナブランチ独立の適応変復調・チャネル 符号化,ハイブリッドARQ
- ・TPC/IPを高効率に伝送するための全パケットアクセス

今後は、室内実験および屋外実験を通じて、ブロードバンドパケット無線アクセスにおけるMIMO多重伝送を用いた1Gbit/sパケット伝送の特性評価を進める予定である。

文 献

- T. A. Thomas, K. L. Baum and F. W. Vook: "Modulation and coding rate selection to improve successive cancellation reception in OFDM and spread OFDM MIMO systems," Proc. IEEE ICC 2003, pp. 2842– 2846, May 2003.
- [2] N. Yee, J.-P. Linnartz and G. Fettweis: "Multi-Carrier CDMA in indoor wireless radio networks," Proc. PIMRC '93, pp. 109–113, Sep. 1993.
- [3] K. Fazel and L. Papke: "On the performance of convolutional-coded CDMA/OFDM for mobile communication systems," Proc. PIMRC '93, pp. 468-472, Sep. 1993.
- [4] H. Atarashi, S. Abeta and M. Sawahashi: "Variable spreading factor orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access," IEICE Trans. Commun., Vol. E86-B, No. 1, pp. 291–299, Jan. 2003.
- [5] G. J. Foschini, Jr.: "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element anten-

nas," Bell Labs Tech. J., pp. 41-59, Autumn 1996.

- [6] R. D. Murch and K. B. Letaief: "Antenna Systems for Broadband Wireless Access," IEEE Commun. Mag., Vol. 40, No. 4, pp. 76–83, Apr. 2002.
- [7] Recommendation ITU-R M. 1645: "Framework and overall objectives of the future development of IMT-2000 and systems beyond IMT-2000."
- [8] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela: "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," Proc. 1998 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, pp. 295–300, Sep. 1998.
- [9] A. van Zelst, R. van Nee and G. A. Awater: "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," Proc. IEEE VTC2000-Spring, pp. 1070-1074, May 2000.
- [10] K. J. Kim, J. Yue, R. A. Iltis and J. D. Gibson: "A QRD-M/Kalman filter-based detection and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 4, No. 2, pp. 710-721, Mar. 2005.
- [11]K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda and M. Sawahashi: "Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica Candidates Based on Maximum

AMC: Adaptive Modulation and channel Coding (適応変復調・チャネル符号)

(データ変調方式およびチャネル符号化率の組合せ)MIMO: Multiple Input Multiple Output (マルチアンテナ信号伝送法)

MPIC: Multi-Path Interference Canceller(マルチパス干渉キャンセラ MSCA: Multi-Slot and sub-Carrier Averaging(2次元重み付き平均化

ARQ: Automatic Repeat reQuest (自動再送要求)

CRC: Cyclic Redundancy Check (巡回冗長検査) DS-CDMA: Direct Sequence Code Division Multiple Access (直接拡散符号分割多元接続)

MLD: Maximum Likelihood Detection (最尤検出) MMSE: Minimum Mean Squared Error (平均2乗誤差最小) MPI: Multi-Path Interference (マルチパス干渉)

NACK: Negative ACKnowledgement (再送要求信号) OFCDM: Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing

(直交周波数符号分割多重)

ACK: ACKnowledgement

IP: Internet Protocol

CDM : Code Division Multiplexing

FDM: Frequency Division Multiplexing FFT: Fast Fourier Transform (高速フーリエ変換) IFFT: Inverse Fast Fourier Transform (逆フーリエ変換)

LLR: Log Likelihood Ratio (対数尤度比) MCS: Modulation and channel Coding Scheme Reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO Multiplexing," Proc. IEEE Globecom 2004, pp. 2480-2486, Nov. 2004.

- [12] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda and M. Sawahashi: "Performance of QRM-MLD employing two-dimensional multi-slot and carrier-averaging channel estimation using orthogonal pilot channel for OFCDM MIMO multiplexing in multipath fading channel," Proc. Wireless2004, pp. 208–214, Jul. 2004.
- [13] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, M. Sawahashi, T. Itoh, Y. Kakura, A. Ushirokawa and H. Seki: "Likelihood function for QRM-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance for OFCDM MIMO multiplexing in multipath fading channel," Proc. IEEE PIMRC2004, pp. 1142–1148, Sep. 2004.
- [14] N. Maeda, K. Higuchi, J. Kawamoto, M. Sawahashi, M. Kimata and S. Yoshida: "QRM-MLD combined with MMSE-based multipath interference canceller for MIMO multiplexing in broadband DS-CDMA," Proc. IEEE PIMRC2004, pp. 1741-1746, Sep. 2004.
- [15] J. Kawamoto, H. Kawai, N. Maeda, K. Higuchi and M. Sawahashi: "Investigation on likelihood function for QRM-MLD combined with MMSE-based multipath interference canceller suitable for soft-decision turbo decoding in broadband CDMA MIMO multiplexing," Proc. IEEE ISSSTA 2004, pp. 628-633, Sep. 2004.

用語一覧

	OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing
íŁ)	(直交周波数分割多重)
	OFDMA : Orthogonal Frequency Division Multiple Access
	(直交周波数分割多元接続)
	PAPR:Peak-to-Average Power Ratio(ピーク電力対平均電力比)
	QAM: Quadrature Amplitude Modulation(直交振幅変調)
	QPSK: Quadrature Phase Shift Keying (4相位相変調)
	QRM-MLD : complexity-reduced Maximum Likelihood Detection with
	QR decomposition and M-algorithm
	RAN: Radio Access Network(無線アクセスネットワーク)
	RTT : Round Trip Time
	S/P: Serial-to-Parallel Conversion (直並列変換)
	SINR : Signal-to-Interference plus Noise power Ratio
	(信号電力対干渉および雑音電力比)
	SIR: Signal to Interference power Ratio(希望波信号電力対干渉波電力比)
	TCP/IP: Transmission Control Protocol/Internet Protocol
	TDM : Time Division Multiplexing
	TTL: Transmission Time Interval
)	V-BLAST : Vertical Bell laboratories LAvered Space-Time
))	VSF: Variable Spreading Factor (可変拡散率)
	W-CDMA : Wideband Code Division Multiple Access
	(広帯城符号分割多元接続方式)